

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B2)

(11) 特許番号

第2587718号

(45) 発行日 平成9年(1997)3月5日

(24) 登録日 平成8年(1996)12月5日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 05 B 41/24			H 05 B 41/24	D
B 60 Q 1/04				P
H 05 B 41/24				V
		41/29		B
				C

請求項の数 2 (全 20 頁) 最終頁に統く

(21) 出願番号	特願平2-263300	(73) 特許権者	99999999 株式会社小糸製作所 東京都港区高輪4丁目8番3号
(22) 出願日	平成2年(1990)10月1日	(72) 発明者	佐々木 勝 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸製作所静岡工場内
(65) 公開番号	特開平4-141988	(72) 発明者	村田 敦彦 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸製作所静岡工場内
(43) 公開日	平成4年(1992)5月15日	(72) 発明者	小田 優市 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸製作所静岡工場内
		(74) 代理人	弁理士 小松 祐治
		審査官	関 信之

最終頁に統く

(54) 【発明の名称】 車両用放電灯の点灯回路

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、
放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためのランプ電圧検出回路と、
放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためのランプ電流検出回路と、
ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、
該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるよう直
流-交流変換手段を動作させる発光促進領域と、
放電灯に関する定格電力での定電力制御が行なわれるよ

2

うに直流-交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車両用放電灯の点灯回路であって、
発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を有する
ことを特徴とする車両用放電灯の点灯回路。

10 【請求項2】 前記発光促進領域から遷移領域への境界域のランプ電力を、ランプ電圧の増加に伴ってランプ電流を徐々に減少させることで変化させる第2の電力変化率低減手段を前記制御部内に設けた
ことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の車両用放電灯の点灯回路。

【発明の詳細な説明】

本発明車輌用放電灯の点灯回路を以下の項目に従つて詳細に説明する。

A. 産業上の利用分野

B. 発明の概要

C. 従来技術 [第1図]

D. 発明が解決しようとする課題

E. 課題を解決するための手段

F. 実施例 [第1図乃至第8図]

F-0. 制御方法 [第1図乃至第3図]

a. $V_L - I_L$ 制御特性 [第1図、第2図]

b. 設計手順 [第3図]

F-1. 第1の実施例 [第4図乃至第6図]

a. 回路 [第4図、第5図]

a-1. 概要 [第4図]

a-2. 要部の回路構成 [第5図]

a-2-a. インバータ回路

a-2-b. イグナイト回路

a-2-c. $V - I$ 制御部

a-2-d. PWM制御部

a-2-e. タイミング信号発生部

a-2-f. 乗算部及びドライバー回路

b. 動作 [第6図]

c. 作用

F-2. 第2の実施例 [第7図、第8図]

a. 概要 [第7図]

b. 要部の回路構成 [第8図]

b-1. DC昇圧回路

b-2. 高周波昇圧回路

b-3. ランプ電圧検出回路

b-4. ランプ電流検出回路

b-5. PWM制御部

G. 発明の効果

(A. 産業上の利用分野)

本発明は新規な車輌用放電灯の点灯回路に関する。詳しくは、放電灯を起動した後その光束が安定する迄に要する時間の短縮を目的とした新規な車輌用放電灯の点灯回路を提供するものである。

(B. 発明の概要)

本発明車輌用放電灯の点灯回路は、直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためにランプ電圧検出回路と、放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためにランプ電流検出回路と、ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるよう直流-交流変換手段を動作させる発光促進領域と、放電灯に関して定格電力での定電力制御が行な

われるよう直列-交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輌用放電灯の点灯回路であつて、発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴つてランプ電力を徐々に減少させる制御回路を設けることによって放電灯の光束の立ち上がりを急峻にすると共に、これによって光束が安定する迄に長い時間がかかるないようにしたものである。

(C. 従来技術) [第1図]

近時、車輌用光源として小型のメタルハライドランプが注目を浴びているが、その始動性が問題となり、始動時間の短縮のために、例えば、点灯直後に定常時の数倍に亘る過大なランプ電流を流して発光管を急速に暖め、発光を促すことが知られている。

第1図に一点鎖線で示すグラフ曲線aは発光管が冷えた状態から点灯を開始する場合（以下、「コールドスタート時」と呼ぶ。）におけるランプ電圧（これを「 V_L 」と記す。）とランプ電流（これを「 I_L 」と記す。）に関する制御の一例を示すものである。

グラフ曲線aに示すようにランプ電圧 V_L が低い場合には点mに達する迄の領域Aでは、過大な電流（実効値を「 I_0 」と記す。）が流れ、点mから点m'を経た後の領域では電流の実効値が I_c となる。

この場合、定格電力35Wのメタルハライドランプを例にすると I_0 としては、 I_c に対して約5～10倍の電流を流している。

尚、第1図中P₀で示す双曲線は点mを通る定電力線である。

(D. 発明が解決しようとする課題)

ところで、点灯初期において放電灯に過大な電流値を流すという方法によって、確かにランプ光束の立ち上がりが急峻になるが、放電灯に電力を過大に与えるとオーバーシュートやアンダーシュートが大きくなり安定した定格光束に達する迄に時間がかかってしまうという問題がある。

即ち、第1図にグラフ曲線aで示した $V_L - I_L$ 制御に対応したランプ光束（これを「L」）の時間的変化（時間を「t」とする。）を概略的に示したものが第2図の破線で示すグラフ曲線bであり、t=0（点灯開始時を起点としている。）から光束のピーク値 L_p にかけて鋭く立ち上がり、オーバーシュートo、アンダーシュートuをもつた曲線となり、その後定格光束 L_c に安定するといった変化をみせる。

尚、ここで、「オーバーシュート」については定格光束 L_c を基準としてこれを超えた分の光束量として定義し、また、「アンダーシュート」については L_c を下回る分の光束量として定義している。また、「光束安定時間」を光束しが $L_c \pm \alpha$ （但し、 α は定格光束に関する実用上

の許容範囲を規定する値である。) 内に収束する迄の時間として定義し、グラフ曲線 b についての光束安定時間を「 I_a 」と記す。

図から判るように光束安定時間を短縮するための方法として点灯初期におけるランプへの供給電力を大きくする方法を採用した場合には、供給電力が大きすぎたときにオーバーシュート O が過大な値となる(と同時に、電極の消耗が激しくなる)。また、点灯初期に大電力を供給する制御領域 A を経た後に定常電力での制御領域への移行が適切に行なわれないと大きなアンダーシュート U が発生し、光束安定時間が長くかかってしまうといった不都合が生じることになる。

(E. 課題を解決するための手段)

そこで、本発明車輌用放電灯の点灯回路は上記した課題を解決するために、直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためにランプ電圧検出回路と、放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためにランプ電流検出回路と、ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるよう直交流変換手段を動作させる発光促進領域と、放電灯に関して定格電力での定電力制御が行なわれるよう直交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輌用放電灯の点灯回路であって、発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を有するものである。

従って、本発明によれば、発光促進領域から定電力制御領域にかけての移行時における放電灯への供給電力の変化が緩和されるので、光束の立ち上がり時におけるオーバーシュートが小さくなり、また、アンダーシュートが抑制され光束安定時間が短縮される。

(F. 実施例) [第1図乃至第8図]

以下に、本発明車輌用放電灯の点灯回路の詳細を図示した各実施例に従って説明する。

(F-0. 制御方法) [第1図乃至第3図]

車輌用放電灯の点灯回路 1 の回路構成の説明に先だって、制御方法、つまり、ランプ電圧 V_L とランプ電流 I_L との関係をどのように規定すれば、オーバーシュートやアンダーシュートが小さくなり、光束の安定が速やかに行なわれるかについて説明する。

(a. $V_L - I_L$ 制御特性) [第1図、第2図]

本発明に係る $V_L - I_L$ 制御パターンに対応するグラフ曲線 g を第1図に実線で示す。

10

20

30

50

図中、 $V_L = 0$ から点 M に至る迄の領域 A₁ (以下、「発光促進領域」という。) では一定の電流 $I_L = I_0$ (g. 参照) が流れ、点 M から点 Q₁ にかけての領域 A₂ (以下、「遷移領域」という。) では、グラフの直線部 g₂ に示すように、一定の傾きをもつ直線的な変化となる。

ここで、直線部 g₂ の延長線と V_L 軸とのなす角を θ とすると、直線部 g₂ の傾きは $-\tan \theta$ である。

点 Q₁ から点 Q₂ に至る領域 B は定電力領域であり、点 Q₁ と点 Q₂ とを通る直線 g₃ は定電力曲線 P₀ に対して直線近似を行なうことによって得られるものである。

尚、この定電力曲線 P₀ における電力値はランプの定格電力であり、また、先に示した定電力曲線 P₁ とこの P₀ との間には、点 M を通る定電力曲線 P₁ をはじめ無数の定電力曲線が存在する。

点 Q₂ から始まる領域 C では、g₄ に示すように V_L に関係なく I_L が一定 ($I_L = I_c$) とされている。その理由は領域 C における制御曲線として破線に示すように領域 B における定電力近似直線 g₃ から右方に延長した直線 g₄’ とすると、直線 g₄’ と V_L 軸との交点 V₀ がランプ起動時におけるランプ電圧の最大値となる。しかし、ランプによっては始動時に $V_L > V_0$ のランプ電圧を必要とする場合があるので、領域 C では $I_L = I_c$ (一定) とし、制御曲線と V_L 軸との交点が生じないようにしている。これによって、ランプ起動時には高電圧 ($> V_0$) が発生され、ランプの起動がかかり易くなる。

ところで、前述した従来の制御方法では、グラフ曲線 a で示すように点 m から点 m’ に変化する際に横切る定電力曲線と m-m’ 線 (直線) とのなす角度がきつく、点 m から点 m’ にかけての電力変化が急峻である。

ランプの光束は一般に供給電力と発光管の温度 (発光効率に関与する。) との関数で表されるので、電力変化が大きいとこれに伴なって光束が大きく変動することになる。

そこで、本発明では、領域 A₂ における直線部 g₂ にある適度な傾き (θ) をもたせることによりこの直線部 g₂ が点 M から点 Q₁ にかけて定電力曲線をよぎるときの角度が小さくなるようにその傾斜 $-\tan \theta$ を設定する。

これによって、光束 L の時間的変化は第2図に一点鎖線で示すグラフ曲線 l のようになり、光束のピーク値 L₁ はグラフ曲線 b のピーク値 L₀ より小さくなり、オーバーシュート O やアンダーシュート U が小さくなり、光束安定時間 t₁ が t₀ に比して短く ($t_1 < t_0$) なる。

尚、直線部 g₂ の傾きが小さい方が電力変化は緩やかになるが、これには一定の限界がある。即ち、傾きを小さくして行くと発光促進領域 A₁ での電力 ($I_L = I_0$ と V_L 軸との間で囲まれる面積に相当する。) が小さくなるので、ランプの発光が充分に促進されず、光束安定時間がかえって長くなってしまうからである。

本発明では、さらに、領域 A₁ から領域 A₂ に遷移する際の制御曲線に関しても工夫を凝らしている。

即ち、ランプ電流 I_L が一定値(I_0)の領域 A_0 から直線部 g_0 によって表現される領域 A_0 に移行する時には電力値の大きな変化が生じる。

これは、 $I_L = I_0$ 上を右方(点Mの方向)に進むにつれて電力値が大きくなり、点Mで最大値 P_m を示した後直線部 g_0 上を点 Q_1 に向って進むにつれて電力値が小さくなるからであり、点Mの近辺での電力値の変化(斜線で示す。)が生じることとなる。

そこで、第1図に破線で示す曲線 h のように定電力曲線 P_h ($< P_m$)上の点Nを通る湾曲した曲線をもって領域 A_0 から A_0 への移行を滑らかに制御する。

つまり、領域 A_0 と A_0 との境界において $I_L = I_0$ の直線と直線部 g_0 との交点Mで角部を生じないようにすることによって電力値の変化を抑える。

このようにすると、光束の変化は、第2図の実線で示すグラフ曲線 $1'$ のようにオーバーシュート O' が小さくなり(ピーク値 $L_h < L_m$)、光束安定時間 t_h がさらに短縮される($t_h < t_m$)。

(b. 設計手順) [第3図]

$V_L - I_L$ 特性に関する設計手順を定格電力35Wのメタルハライドランプを例にして第3図(A)乃至(D)の $V_L - I_L$ 特性図に示す。

(1) 定電力制御領域Bでの $V_L - I_L$ 関係を規定する(第3図(A)参照)。

先ず、定電力制御領域Bを規定することになるが、この時に基準となるのは35Wの定電力曲線 P_{35} である。

ところで、領域Bの区間を設定するには、ランプ電力のバラツキを考慮する必要がある。

即ち、ランプの製造過程における品質のバラツキや、ランプの使用時間の違いによって生じるバラツキにより、定常時のランプ電圧(これを「 V_{Ls} 」と記す。)は一定していないので、この点を考慮して、 V_{Ls} を中心にして、ある幅 δ をもった範囲(つまり $V_{Ls} - \delta \leq V_L \leq V_{Ls} + \delta$)で定電力制御を行なう。

例えば、 $V_{Ls} = 80V$ とし、 $\delta = 20V$ としたとき、定電力曲線 P_{35} を表わす式 $V_L \cdot I_L = 35$ を $60 \leq V_L \leq 100$ の範囲において

$$I_L = k \cdot (V_L - V_0) \quad \text{--- (I)}$$

$$(k = -0.0069, V_0 = 137.5)$$

という直線の式によって近似する。この(I)式が直線 g_0 を表わしている。

(2) 遷移領域 A_0 での $V_L - I_L$ 関係を規定する(第3図(B)参照)。

次に、直線部 g_0 の傾きを決定することになるが、先ず、領域 A_0 の右端 Q_1 を決める。

この右端 Q_1 は先に示した領域Bの左端に一致するように選ぶ。

即ち、(I)式において $V_L = 60$ を代入すると点 Q_1 (60, 0.535)が得られる。

尚、この点 Q_1 を定電力近似直線 g_0 の左方延長上の点の

近傍に選ぶようにしても良い。

次に領域 A_0 の左端の点Mの決定に移るが、これはランプ点灯直後のランプ電圧 V_L とランプに流し得る最大電流値(「 I_{max} 」と記す。)によって規定する。

例えば、 $V_L = 25$ (V)において $I_{max} = 4$ (A)の場合(力率を1とする。)には100Wの定電力曲線 P_{100} 上の点M(25, 4)となる。よって、この点Mと点 Q_1 とを通る直線(但し、 $25 \leq V_L < 60$)が直線 g_0 であり、その傾きは $-\tan \theta = -0.1$ となる。

(3) 発光促進領域 A_0 における電流値 I_0 を決定する(第3図(C)参照)。

ランプの損傷(電極の焼き切れ等)が起こらない程度の最大電流値 I_{max} に設定する($I_0 = I_{max}$)。

尚、第1図に破線で示した曲線 h の制御カーブを得るための手法については後述する。

(4) 領域Cにおける電流値を決定する(第3図(D)参照)。

定電流領域Cでは I_L の値を(I)式において $V_L = 100$ を代入して得られる $I_L = 0.26$ (A)とすることによって領域Bとの境界点における連続性を保証する。

(F-1. 第1の実施例) [第4図乃至第6図]

第4図乃至第6図は本発明車輌用放電灯の点灯回路の第1の実施例を示すものであり、図示した実施例は本発明を矩形波点灯方式による自動車用メタルハライドランプの点灯回路1に適用したものである。

(a. 回路) [第4図、第5図]

第4図は点灯回路1の概要を示すものである。

(a-1. 概要) [第4図]

2はバッテリーであり、バッテリー電圧は保護回路3を介してインバータ回路4に送られるようになっている。

保護回路3は回路状態の異常を示す信号が後述するV-I制御部から送られてきたときに、後段への電源供給を遮断するために設けられている。そして、保護回路3は、回路が正常な動作状態にあるときには、図示しない点灯スイッチ及びビーム選択スイッチからの信号(走行ビームの指令信号を「 S_B 」とし、それ違いビームの指令信号を「 S_L 」とする。)が入力されたときに、バッテリー電圧を後段のインバータ回路4に供給するようになっている。

インバータ回路4は、EMIフィルタ5、同期式DC-DCコンバータ6、6'、同期スイッチ素子7、7'とから構成されている。

即ち、ノイズ防止用に設けられたEMIフィルタ5の後段には同期式DC-DCコンバータ6、6'が互いに並列に設けられており、同期式DC-DCコンバータ6、6'のプラス側出力端子間に直列接続の同期スイッチ素子7、7'(図ではスイッチの記号で示す。)が設けられている。

同期式DC-DCコンバータ6、6'は後述するドライバ

一回路からの信号によってその昇圧比が制御され、また、同期スイッチ素子7、7'は後述するドライバー回路からの信号であって上記した信号とは別系統の信号によって相反的なスイッチング制御がなされる。

8は電流検出回路であり、その一端が同期式DC-DCコンバータ6、6'のグランド側出力端子に接続されると共に接地され、他端が同期スイッチ素子7、7'との間に接続されている。

9は電圧検出回路であり、インバータ回路4の出力電圧を検出するためにその出力端子間に設けられている。

10、10'はイグナイタ回路であり、定格電力35Wのメタルハライドランプ11、11'の起動用にそれぞれ設けられている。

12はビーム切換部であり、指令信号S₁₁、S_{11'}に応じてイグナイタ回路10、10'を選択的に動作させるために設けられている。

即ち、ビーム切換部12に指令信号S₁₁が入力されると走行ビーム用のメタルハライドランプ11の点灯初期においてイグナイタ回路10によるトリガーパルスがランプ11に供給され、また

指令信号S_{11'}がビーム切換部12に入力されるとそれ違いビーム用のメタルハライドランプ11'の点灯初期においてイグナイタ回路10'によるトリガーパルスがランプ11'に供給されるようになっている。

13はV-I制御部であり、インバータ回路4の出力電圧に関する検出信号が電圧検出回路9から送られて来ると、検出信号に応じた電流指令値を演算により求めて、指令信号（これを「S₁₂」と記す。）を後述するPWM制御部に送出するものである。即ち、V-I制御部13はランプ電圧V_Lとランプ電流I_Lとの関係が第1図で説明した制御曲線になるように予め計画されているので、インバータ回路4の出力電圧に関する検出信号に応じたランプ電流I_Lが流れるように制御を行なう。また、V-I制御部13は、ランプ点灯初期におけるランプ電流I_Lが過大な値（I_L > I₀）にならないように制限するための信号（これを「S_{12,1}」と記す。）を後述するPWM制御部に送出する。

14はPWM制御部であり、2つのエラーアンプ15、15'、コンパレータ16、三角波発振器17、基準電圧発生部18が設けられている。

即ち、一方のエラーアンプ15にはV-I制御部13からの指令信号S₁₂と電流検出回路8による検出信号とが入力され、また他方のエラーアンプ15'にはV-I制御部13からの電流制限信号S_{12,1}と電流検出回路8による検出信号とが入力される。

そして、これらエラーアンプ15、15'の出力信号のアナログOR（和）信号がコンパレータ16の一方の入力端子に送られ、コンパレータ16の他方の入力端子には三角波発振器17からの三角波状パルスが入力され、両者の比較結果としての出力信号が演算部19に送出される。

尚、基準電圧発生部18はバッテリー電圧の変動に影響

されない安定した電圧を得るために設けられており、この電圧は回路各部（V-I制御部13等）に供給される。

20はタイミング信号発生部であり、発振器21からの矩形波状パルス信号を分周すると共に、互いに反相関係にある2つのタイミング信号を作り出す。そして、これらの信号は演算部19に送られて、ここでコンパレータ16の出力信号と掛け合わされた後ドライバー回路22のゲートドライバー23、23'をそれぞれ介して同期式DC-DCコンバータ6、6'への制御信号となり、また、これらのタイミング信号はドライバー回路22のバッファ24、24'をそれぞれ介した後同期スイッチ素子7、7'への制御信号となる。

25は休止期間制御／ランプ電流波形整形回路であり、発振器21からの信号を受けてPWM制御部14の出力信号の休止期間を制御し、ランプ電流の立ち上（下）りににおけるエッジの傾斜を緩和したり、ビーム切換部12からビーム切換信号（これを「S₁₃」と記す。）を受けたときにPWM制御部14の出力電圧を一時的にゼロとすることができるよう、その出力端子がエラーアンプ15、15'の出力端子にOR接続されている。即ち、コンパレータ16の出力信号のデューティーサイクルはエラーアンプ15、15'及び休止期間制御／ランプ電流波形整形回路25からの信号によって規定されることになる。

（a-2.要部の回路構成）【第5図】

第5図は点灯回路1についてその要部の詳細を示すものである。尚、図では走行ビーム用のイグナイタ回路10及びメタルハライドランプ11しか示していないが、これは回路動作についてはそれ違いビームに関しても同様の動作（つまり、イグナイタ回路10を10'に置き換え、メタルハライドランプ11を11'に置き換えて考えれば良い。）がなされるので、簡略化及び理解の容易さを優先に考えてそれ違いビームに関する部分はあえて省略した。

（a-2-a.インバータ回路）

26、26'は直流電圧入力端子であり、バッテリー電圧が保護回路3を介して送られてくる。尚、26がプラス側端子、26'がグランド側端子とされている。

27は直流電圧入力端子26、26'間に介挿されたコンデンサ、28はその一端が直流電圧入力端子26に接続された40コイルであり、該コイル28の後段において回路は2系統に分かれ、各々の電源ライン間にはコンデンサ29、29'が介挿されている。そして、これらの回路素子によってπ型のEMIフィルタ5が形成されている。

同期式DC-DCコンバータ6、6'には、図示するようにフォワード型コンバータが用いられており、トランジストの一次巻線側に設けられた能動スイッチ素子に与えられる制御パルスのデューティーサイクルを変化させることで所望の昇圧比を得ることができるようになっている。

30は同期式DC-DCコンバータ6を構成する同相巻きのトランジストであり、その一次巻線30aのセンタータップは

コンデンサ29のプラス側端子に接続されている。

31はNチャンネルのFETであり、そのドレインが一次巻線30aの終端側端子に接続され、そのソースがコンデンサ29のグランド側端子に接続されている。

このFET31のゲートには後述するゲートドライバーからの制御信号（これを「 S_g 」と記す。）が抵抗32を介して送られてくるようになっており、この信号 S_g によってFET31のスイッチング制御が行われる。

33はFET31のゲート-ソース間に介挿された抵抗である。

34はダイオードであり、そのカソードが一次巻線30aの始端側端子に接続され、アノードがFET31のソースに接続されている。

35、36はトランス30の二次巻線30b側に設けられたダイオードであり、ダイオード35のアノードが二次巻線30bの始端側端子に接続され、ダイオード36のアノードが二次巻線30bの終端側端子に接続されており、これらダイオード35、36のカソードはともにコイル37の一端に接続されている。

同期式DC-DCコンバータ6'は、これを構成するトランジスタが逆相巻きとされている点を除いて上記した同期式DC-DCコンバータ6と同様の構成を有している。

即ち、トランス30'の一次巻線30'aのセンタータップがコンデンサ29'のプラス側端子に接続されており、NチャンネルFET31'のドレインが一次巻線30'aの終端側端子に接続され、そのソースが直流電圧入力端子26'に接続されている。

そして、FET31'のゲートには後述するゲートドライバーからの信号（これを「 S_g 」と記す。）が抵抗32'を介して送られてくる。

33'はFET31'のゲート-ソース間に介挿された抵抗である。

34'はダイオードであり、そのカソードが一次巻線30'aの始端側端子に接続され、アノードがFET31'のソースに接続されている。

35'、36'はトランス30'の二次巻線30'b側に設けられたダイオードであり、一方のダイオード35'のアノードが二次巻線30'bの始端側端子に接続され、他方のダイオード36'のアノードが二次巻線30'bの終端側端子に接続されており、これらダイオード35'、36'のカソードはともにコイル37'の一端に接続されている。

そして、ダイオード36、36'のアノードはともに接地されている。

同期スイッチ素子7、7'としてはNチャンネルFET38、38'が用いられており、これらFET38、38'はコイル37、37'の出力側端子間において直列に設けられている。

即ち、一方のFET38が同期スイッチ素子7に対応し、他方のFET38'が同期スイッチ素子7'に対応しており、各ドレインはコイル37、37'の出力側端子にそれぞ

れ接続されると共に、各ソースはともに抵抗39を介して接地されている。そして、FET38、38'の各ゲートには後述するドライバー回路のバッファからの信号（これをそれぞれ「 S_c 」、「 S_d 」とする。）が抵抗40、40'を介して送られるようになっている。

抵抗39は電流検出回路8に対応しており、その一端（FET38、38'のソース側）から取り出される電流検出信号（これを「 S_i 」と記す。）がPWM制御部14に送られる。

41、41'は電圧検出回路9を構成する分圧抵抗であり、これらはFET38、38'に並列に設けられている。そして、分圧抵抗41、41'によって得られた電圧検出信号（これを「 S_v 」と記す。）はV-I制御部13に送られる。

42はコンデンサであり、分圧抵抗41、41'に並列に設けられている。

(a - 2 - b. イグナイタ回路)

イグナイタ回路10はトリガーパルス発生部43とトリガートランジスタ44とからなる。

トリガートランジスタ44は、その一次巻線44aがトリガーパルス発生部43の出力段に接続され、その二次巻線44bがメタルハライドランプへの給電系路上に設けられている。そして、ランプの始動時にはイグナイタ回路10がビーム切換部12からの信号を受けて動作し、トリガーパルスが発生され、これはトリガートランジスタ44により昇圧された後ランプ11に印加される。

(a - 2 - c. V-I制御部)

45は電圧検出信号入力端子であり、分圧抵抗41、41'による検出信号 S_v が加えられる。

46は演算増幅器47によって構成される電圧バッファであり、その非反転入力端子が抵抗48を介して電圧検出信号入力端子45に接続され、反転入力端子が出力端子に接続されている。

49はツエナーダイオードであり、そのカソードが電圧検出信号入力端子45に接続され、アノードが接地されている。

50はダイオードであり、そのカソードが演算増幅器47の非反転入力端子に接続され、そのアノードが可変抵抗51の可動側端子に接続されている。そして、可変抵抗51には、基準電圧発生部18による基準電圧（これを「 V_{ref} 」と記す。）が加えられている。

電圧バッファ46の出力は同様の構成をもった2系統の回路52、53を介してエラーアンプ15に入力される。

即ち、回路52は前述した遷移領域 A_b における制御を行なう回路であり、差動増幅回路54とその後段の理想ダイオード回路55とからなる。

差動増幅回路54は抵抗56により負帰還のかかった演算増幅器57により構成され、その反転入力端子が抵抗58を介して演算増幅器47の出力端子に接続されている。そして非反転入力端子には基準電圧 V_{ref} をもとに可変抵

抗59での設定により得られる所定電圧（これを「 V_1 」とする。）が加えられている。

理想ダイオード回路55は、演算増幅器60の出力端子がダイオード61のアノードに接続され、ダイオード61のカソードが反転入力端子に接続されると共に、出力端子と反転入力端子との間にコンデンサ62が介挿されており、演算増幅器60の非反転入力端子が差動増幅回路54の出力端子に接続されて成る。

回路53は定電力制御領域Bにおける制御を行なう回路であり、差動増幅回路63とその後段の理想ダイオード回路64とから成る。

即ち、差動増幅回路63は抵抗65によって負帰還のかかった演算増幅器66を用いて構成されており、その反転入力端子が抵抗67を介して電圧バッファ46の出力端子に接続され、非反転入力端子には基準電圧 V_{ref} をもとに可変抵抗68での設定によって得られる電圧（これを「 V_2 」とする。）が加えられている。

理想ダイオード回路64は、演算増幅器69の出力端子がダイオード70のアノードに接続され、該ダイオード70のカソードが演算増幅器69の反転入力端子に接続されると共に、反転入力端子と出力端子との間にコンデンサ71が介挿されて成る。そして、演算増幅器69の非反転入力端子が差動増幅回路63の出力端子に接続されている。

(a - 2 - d. PWM制御部)

72はエラーアンプ15を構成する演算増幅器であり、その反転入力端子が抵抗73を介して理想ダイオード回路5、64の出力端子（つまり、ダイオード61、70のカソード）に接続されており、指令信号 S_i が入力される。そして、演算増幅器72の非反転入力端子は抵抗74を介して電流検出信号入力端子75に接続されており、この端子を介して電流検出信号 S_{i1} が送られてくる。

76は演算増幅器72の反転入力端子と出力端子との間に介挿された帰還抵抗、77は反転入力端子とグランドラインとの間に介挿された抵抗である。

78はエラーアンプ15'を構成する演算増幅器であり、その非反転入力端子は抵抗79を介して電流検出信号入力端子75に接続され、電流検出信号 S_i が入力されるようになっており、また、反転入力端子には基準電圧 V_{ref} をもとに可変抵抗80での設定によって得られる所定の電圧が加えられている（これが電流制限信号 S_{i1} に相当する。）。

81は演算増幅器78の反転入力端子と出力端子との間に設けられた帰還抵抗である。

上記した演算増幅器72、78の出力端子はコンバレータ16のマイナス入力端子に接続されており、エラーアンプ15、15'の出力端子についてアノログOR（和）の接続関係が成立している。

そして、コンバレータ16のプラス入力端子には三角波発振器17による三角波（基本周波数約300kHz）が入力される。

10

コンバレータ16による比較出力はバッファ82を介して乗算部19に送出されることになる。

(a - 2 - e. タイミング信号発生部)

タイミング信号発生部20はD型フリップフロップ83を用いて構成されており、そのD入力端子がQ出力端子に接続されることによって実質的にはT型フリップフロップが形成されている。そして、そのクロック入力端子には発振器21からの矩形波信号（基本周波数200Hz）が入力される。

(a - 2 - f. 乗算部及びドライバー回路)

乗算部19は2入力のNAND回路84、84'により構成されており、NAND回路84、84'の一方の入力端子にはPWM制御部14の出力信号（PWM信号）が入力される。そして、NAND回路84の他方の入力端子にはフリップフロップ83のQ出力が入力され、NAND回路84'の他方の入力端子にはフリップフロップ83のQ出力が入力される。

NAND回路84、84'の出力信号はゲートドライバー23、23'をそれぞれ介して制御信号 S_c 、 S_d としてインバータ回路4のFET31、31'に送られる。

20

85、85'は2入力のNAND回路を用いて形成されたNOT回路であり、その一方85の入力端子が2つともフリップフロップ83のQ出力端子に接続され、他方85'の入力端子が2つともフリップフロップ83のQ出力端子に接続されている。そして、これらNOT回路85、85'の出力信号はバッファ24、24'をそれぞれ介して制御信号 S_c 、 S_d として同期スイッチ素子7、7'に各別に送出される。

(b. 動作) [第6図]

次に、点灯回路1の動作について説明する。

先ず、メタルハライドランプ11(11')への電力供給系路に關して説明を行なう。

図示しない点灯スイッチの投入によって、バッテリー電圧がインバータ回路4を構成する同期式DC-DCコンバータ6、6'にそれぞれ入力される。

同期式DC-DCコンバータ6、6'はそのFET31、31'がゲートドライバー23、23'からの制御信号 S_c 、 S_d によってそれぞれスイッチング制御され、各コンバータの出力電圧が制御される。

40

また、同期スイッチ素子7、7'がバッファ24、24'からの制御信号 S_c 、 S_d によって相反的にスイッチング制御される。即ち、同期スイッチ素子7' (FET38') がオン状態で、かつ、同期スイッチ素子7 (FET38) がオフの状態では、コイル37→トリガートランス44の二次巻線44b→ランプ11→FET38'→抵抗39へという電流系路が

形成されてインバータ回路4の出力として同期式DC-DCコンバータ6の出力が選択され、また、同期スイッチ素子7 (FET38) がオン状態で、かつ、同期スイッチ素子7' (FET38') がオフの状態では、コイル37'→ランプ11→トリガートランス44の二次巻線44b→FET38→抵抗39へという電流系路が形成され、インバータ回路4の出力として同期式DC-DCコンバータ6'の出力が選択され

50

る。

このように各同期式DC-DCコンバータ6、6'の交番動作によって得られる矩形波状電圧がメタルハライドランプ11(11')に供給されることになる。

この状況を概略的に示すものが第6図に示す波形図であり、図中、 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d は前述した制御信号であり、 $F(I_L)$ はランプ電流の波形を示している。

図からわかるように制御信号 S_a 、 S_b はV-I制御部13によって規定されるデューティーサイクルをもった高周波のひとかたまりの波が $1/100$ [sec]の周期で繰り返され、両者 S_a 、 S_b は 180° の位相差をもっている。

また、制御信号 S_c 、 S_d はその基本周波数が 100Hz で、かつ、反相の関係にある矩形波であり、 S_c と S_b 、 S_d と S_a が対をなす関係になっている。

ランプ電流の波形 $F(I_L)$ は低周波(100Hz)の矩形波に高周波(300kHz)信号が重畠された波形となる。

次に、V-I制御に関する動作について説明する。

先ず、発光促進領域A_aでの制御に関するのはダイオード50及び可変抵抗51である。

即ち、ランプ電圧 V_L が低く、電圧検出信号 S_v の電圧レベルが小さいときにはダイオード50の導通により電圧バッファの出力が一定値となる。尚、領域A_aにおけるランプ電流の上限値を決定しているのはエラーアンプ15'であり、ランプ点灯の初期において電流検出信号 S_i の電圧値と可変抵抗80による基準電圧との差がゼロになるようにPWM制御がなされる。

電圧検出信号のレベルが大きくなってくると、ダイオード50の端子電圧がダイオード50の順方向電圧-電流特性における非線形領域に入ってくるので領域A_aからA_bへの移行時における制御曲線 h が得られる。つまり、ダイオードの特性に関する非直線性を利用して湾曲したカーブ(h)を実現している。

遷移領域A_bにおける直線部 g_b に対応した制御信号を作り出すのが回路52であり、電圧バッファ46を介した電圧検出信号 S_v の電圧レベルと基準レベル V_t との差電圧に対応した理想ダイオード回路55の出力信号がエラーアンプ15に送出される。つまり、理想ダイオード回路55の出力信号はランプ電圧 V_L に対して流れるべきランプ電流 I_L を指示するための指令信号 S_i であり、これと実際のランプ電流 I_L に対応する電流検出信号 S_i とがエラーアンプ15で比較され、差電圧に応じたデューティーサイクルをもつPWM波がコンパレータ16及び三角波発振器17により生成される。このPWM波が乗算部19のNAND回路84、84'において発振器21及びフリップフロップ83からの低周波の矩形波と掛け合わされ、ゲートドライバー23、23'を通ることで制御信号 S_a 、 S_b となる。

定電力制御領域Bにおける制御に関しては、これを実現する回路53が上記した回路52と同様な構成をしていることから容易に理解できる。

即ち、電圧検出信号 S_v のレベルと基準レベル V_t の差に

対応した理想ダイオード回路64の出力、即ち、ランプ電流に関する指令信号 S_i がエラーアンプ15に送られ、ここで実際のランプ電流 I_L に対応する電流検出信号 S_i と比較され、この差がゼロになるようにPWM制御がなされる。つまり、コンパレータ16及び三角波発振器17によって得られるPWM波が乗算部19においてタイミング信号発生部20からの低周波の矩形波信号と掛け合わされて制御信号 S_a 、 S_b となる。

制御曲線は(I)式で示したように直線的になり、これが定電力曲線 P_d を近似する。

領域Cに関与する回路部分は電圧バッファ46の前段に設けられたツエナーダイオード49である。

このツエナーダイオード49のカソードが分圧抵抗41と41'との間に接続されていることから判るように、ランプ電圧 V_L が大きく、これに対応した電圧検出信号 S_v のレベルが増大しても電圧バッファ46の入力電圧はツエナーダイオード49のツエナー電圧(これを「 V_t 」とする。)以上にはならず、電圧バッファ46の出力電圧は一定値(V_t)となる。

尚、領域Bから領域Cへの移行時点はインバータ回路4の出力電圧に関する検出信号の電圧レベルがツエナーダイオード49のツエナー電圧 V_t に等しくなる時である。

しかし、コールドスタート時のV-I制御動作について言えば、点灯スイッチの投入直後の起動時には領域Cでの制御下にあり、その後領域A_b→A_bと遷移して定電力制御領域Bに落ちつくことになる。尚、コールドスタート時以外の場合にはランプの消灯から再点灯時迄の消灯時間に応じて領域A_b→Bへの移行がなされるか又は直ちに領域Bへの制御に移る。

(c. 作用)

上記したような点灯回路1にあってはランプ点灯初期に発光促進領域A_aにおいてメタルハライドランプに定格電力を超える過大な電力を供給してランプ光束の立ち上がりを促すと共に、安定した定電力制御領域Bへの遷移領域A_bにおいてこの領域内に位置する定電力曲線と直線 g_b とが緩やかな傾きをもって交差するように制御を行なっているので、ランプ光束の立ち上がりにおけるオーバーシュートやアンダーシュートが抑制され、光束安定時間が短縮される。

(F-2. 第2の実施例) [第7図、第8図]
第7図及び第8図は本発明車輌用放電灯の点灯回路の第2の実施例1Aを示すものであり、本発明を正弦波点灯方式の点灯回路に適用した例を示している。

尚、この第2の実施例1Aの構成部分に関して前記第1の実施例の構成部分と同様の働きをもつ部分については第1の実施例で用いた符号と同じ符号を付することによりその説明を省略する。

(a. 概要) [第7図]

第7図は点灯回路1Aの全体的な構成を示しており、説明の簡略化のために1灯のメタルハライドランプについて

ての点灯回路として示す。

バッテリー2は直流電圧入力端子101、101'間に接続されている。

102は点灯スイッチであり、DC昇圧回路103のプラス側端子と直流電圧入力端子101(バッテリー2の正極に接続されている。)とを結ぶプラスライン104上に設けられている。尚、104'はDC昇圧回路103の他方の入力端子と直流電圧入力端子101'とを結ぶグランドラインである。

105は高周波昇圧回路であり、DC昇圧回路103の直流出力電圧を正弦波交流電圧に変換して出力する。

106はイグナイタ回路であり、ランプ11の起動時にイグナイタ始動回路107からの信号を受けてトリガーパルスを発生させ、これを高周波昇圧回路105の交流出力に重畠して交流出力端子108、108'に接続されたメタルハライドランプ11に印加するように設けられている。

109はランプ電圧検出回路であり、交流出力端子108、108'間にかかるランプ電圧を分圧した後整流することでランプ電圧V_lに関する検出信号S_lを得て、これをV-I制御部13やイグナイタ始動回路107に送出する。

110はランプ電流検出回路であり、ランプ電流を電圧変換した後整流することでランプ電流I_lに関する検出信号S_iを得てこれをV-I制御部13に送出する。

V-I制御部13の出力する指令信号はPWM制御部14に送出され、PWM制御部14によって生成される制御信号(つまり、PWM波であり、これを「P_s」と記す。)がゲート駆動回路111を介してDC昇圧回路103にフィードバックされる。

(b. 要部の回路構成) [第8図]

第8図は点灯回路1Aの要部のみを詳細に示すものである。

(b-1. DC昇圧回路)

DC昇圧回路103はチョッパー式のDC-DCコンバータの構成とされており、プラスライン104上に設けられたインダクタ112と、その後段においてプラスライン104とグランドライン104'との間に設けられ、かつ、PWM制御部14からゲート駆動回路111を介して送られてくる制御パルスP_sによってスイッチング動作されるNチャンネルFET113と、プラスライン104上においてそのアノードがFET113のドレインに接続された整流用ダイオード114と、該ダイオード114のカソードとグランドライン104'との間に設けられた平滑コンデンサ115とから構成されている。そして、DC昇圧回路103はPWM制御部14からゲート駆動回路111を介して送られてくる制御パルスP_sによってFET113がオン状態となったときにインダクタ112がエネルギーを蓄え、FET113がオフ状態になったときに蓄えられたエネルギーを放出し、これに相当する電圧を入力電圧に重畠して直流昇圧を行なうようになっている。

(b-2. 高周波昇圧回路)

高周波昇圧回路105はプッシュプル方式の自励式イン

バータ回路の構成とされている。

即ち、DC昇圧回路103のプラス側出力端子とトランジスタ16の一次巻線116aのセンタータップとを結ぶライン上にはチョークコイル117が設けられており、NチャンネルFET118のドレインが一次巻線116aの始端側端子に接続され、NチャンネルFET118'のドレインが一次巻線116aの終端側端子に接続されている。

そして、FET118、118'のソースはともにグランドライン104'に接続されている。

119はトランジスタ116aの一次側に設けられた帰還巻線であり、その一端が抵抗を介してFET118のゲートに接続され、他端が抵抗を介してFET118'のゲートに接続されている。

120はFET118のゲート-ソース間に介挿された抵抗、120'はFET118'のゲート-ソース間に介挿された抵抗である。

121、121'は定電流ダイオードであり、その一方121がチョークコイル117の入力側端子とFET118のゲートとの間に介挿され、他方121'がチョークコイル117の入力側端子とFET118'のゲートとの間に介挿されている。

122はトランジスタ116の一次側に設けられたコンデンサ、123は二次側に設けられたコンデンサである。

しかして、この回路では帰還巻線119に生じる起電圧によってFET118と118'が相反的にスイッチング動作し、これによってトランジスタ116の二次巻線116bの両側に正弦波交流電圧が発生する。

(b-3. ランプ電圧検出回路)

124、124'はランプ電圧に関する分圧抵抗であり、交流出力端子108、108'間に設けられている。

125はコンデンサ、126はツエナーダイオードであり、これらは分圧抵抗124'に並列に設けられている。

ツエナーダイオード126の端子電圧は抵抗127及びツエナーダイオード128を介して演算増幅器129の非反転入力端子に入力される。

この演算増幅器129はその出力段に設けられたダイオード130、出力端子-反転入力端子間のコンデンサ131とともに理想ダイオード回路132を構成しており、この出力信号がランプ電圧の検出信号S_lである。

検出信号S_lはV-I制御部13の電圧検出信号入力端子45に入力され、電圧バッファ46、回路52又は53を経た後PWM制御部14のエラーアンプ15に送られる。

(b-4. ランプ電流検出回路)

133はランプ電流の検出用抵抗であり、トランジスタ116の二次巻線116bの終端側端子と交流出力端子108'とを結ぶライン上に設けられている。

134は抵抗133に並列に設けられたコンデンサであり、その端子電圧が抵抗135及びツエナーダイオード136を介して演算増幅器137の非反転入力端子に入力される。

演算増幅器137は、その出力段のダイオード138、コンデンサ139とともに理想ダイオード回路140を構成してお

り、該回路140の出力信号がランプ電流に関する検出信号S₁とされ、V-I制御部13の電流検出信号入力端子75を介してPWM制御部14のエラーアンプ15、15'に送られる。

(b-5. PWM制御部)

エラーアンプ15、15'の各出力信号はコンバレータ16に入力され、ここで三角波との間のレベル比較がなされる。

コンバレータ16の出力するPWM波はエラーアンプ15又は15'の出力電圧に対応したデューティーサイクルをもっており、これがバッファ82、ゲート駆動回路111を介してDC昇圧回路103のFET113のゲートに制御信号P_sとして送られる。

(G. 発明の効果)

以上に記載したところから明らかなように、本発明車輌用放電灯の点灯回路は、直流電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流-交流変換手段と、放電灯のランプ電圧に関する検出信号を得るためのランプ電圧検出回路と、放電灯のランプ電流に関する検出信号を得るためのランプ電流検出回路と、ランプ電圧検出回路及びランプ電流検出回路からの検出信号を受けて直流-交流変換手段の出力電圧を制御する制御部を備え、該制御部が、ランプ電圧-ランプ電流特性上の制御領域として放電灯の定格電力を越える電力供給が行なわれるよう直交流変換手段を動作させる発光促進領域と、放電灯に関して定格電力での定電力制御が行なわれるよう直交流変換手段を動作させる定電力制御領域を有する車輌用放電灯の点灯回路であって、発光促進領域から定電力制御領域への移行時においてランプ電圧に対する放電灯への供給電力を変化させる電力変化率低減手段を前記制御部内に設け、この電力変化率低減手段は発光促進領域と定電力制御領域との間の遷移領域でランプ電圧の増加に伴ってランプ電力を徐々に減少させる制御回路を有することを特徴とする。

従って、本発明によれば、発光促進領域から定電力制

御領域にかけての移行時における放電灯への供給電力の変化が緩和されるので、光束の立ち上がり時におけるオーバーシュートやアンダーシュートが抑制され光束安定時間が短縮される。

【図面の簡単な説明】

第1図乃至第3図は本発明車輌用放電灯の点灯回路における点灯制御方法を説明するためのグラフ図であり、第1図はランプ電圧-ランプ電流特性を従来における特性と併せて示すグラフ図、第2図は放電灯の光束の時間的変化を示す概略的なグラフ図、第3図はランプ電圧-ランプ電流特性に関する設計手順の一例を(A)から

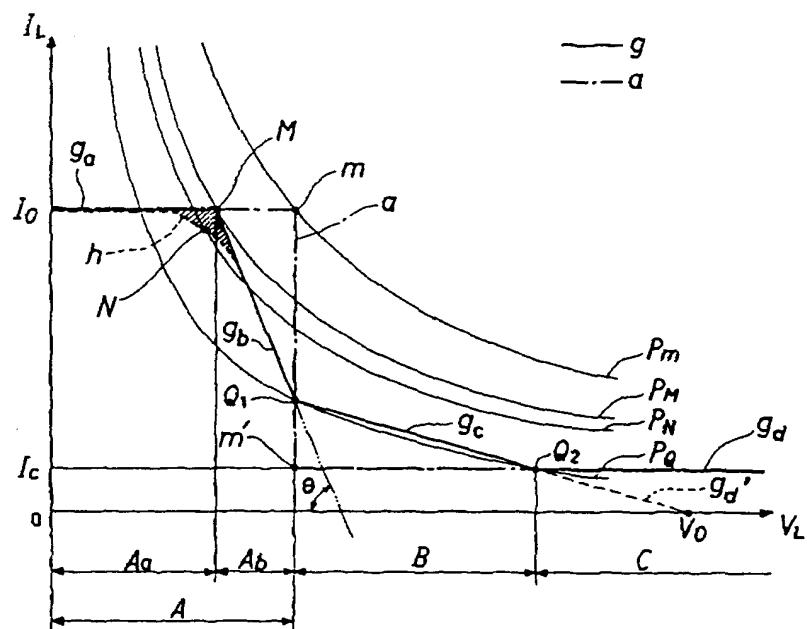
(D)へ順を追って示すグラフ図、第4図乃至第6図は本発明車輌用放電灯の点灯回路の第1の実施例を示すもので、第4図は概要を示す回路ブロック図、第5図は要部の回路図、第6図は概略波形図、第7図及び第8図は本発明車輌用放電灯の点灯回路の第2の実施例を示すものであり、第7図は概要を示す回路ブロック図、第8図は要部の回路図である。

符号の説明

- 1 ……車輌用放電灯の点灯回路、
- 4 ……直流-交流変換手段、
- 8 (39) ……ランプ電流検出回路、
- 9 (41、41') ……ランプ電圧検出回路、
- 11、11' ……放電灯、
- 13 ……制御回路、13、14 ……制御部、50 ……第2の電力変化率低減手段、
- 52 ……電力変化率低減手段、
- A₁ ……発光促進領域、
- B ……定電力制御領域、
- A_b ……(A₁からBへの)移行領域、
- 1A ……車輌用放電灯の点灯回路、
- 103、105 ……直流-交流変換手段、
- 109 ……ランプ電圧検出回路、
- 110 ……ランプ電流検出回路

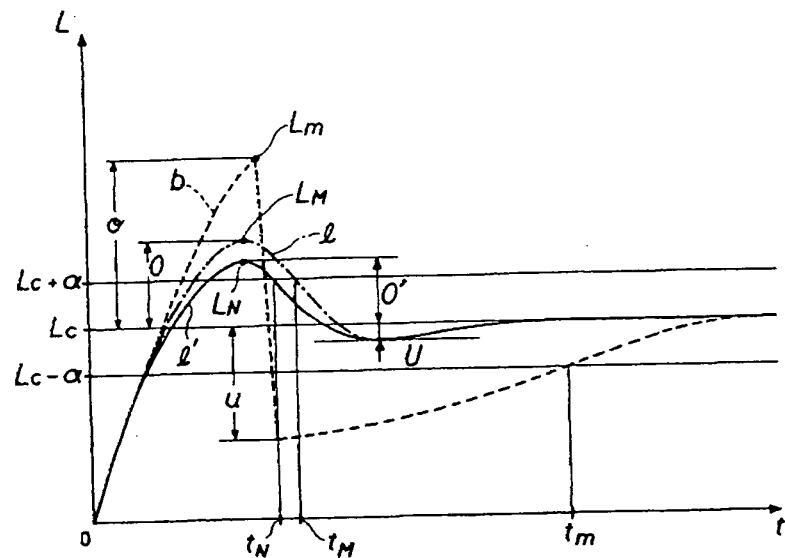
【第 1 図】

A_a … 発光促進領域
 B … 定電力制御領域
 A_b … (A_a から B への) 移行領域



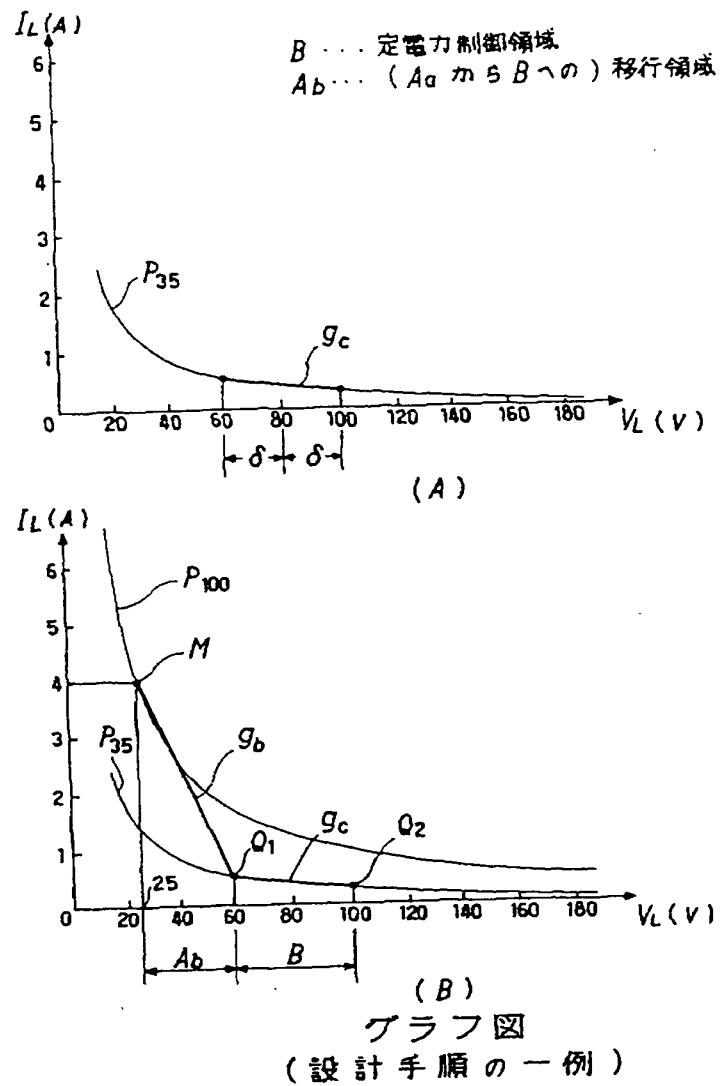
グラフ図
(ランプ電圧-ランプ電流特性)

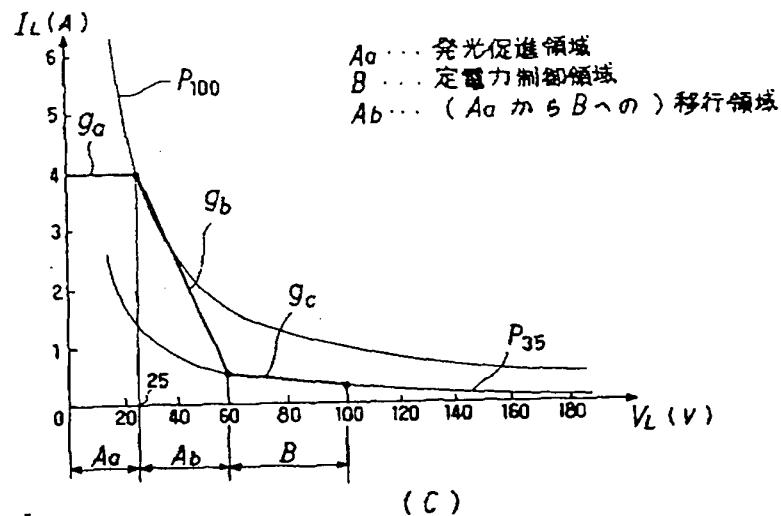
【第2図】



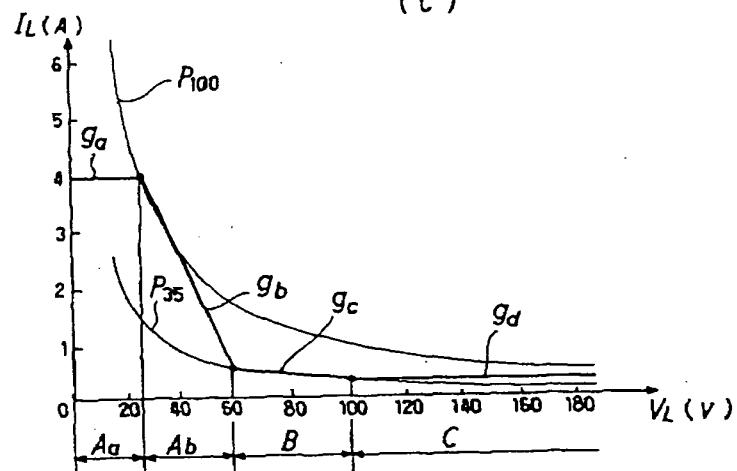
グラフ図
(光束の時間的変化)

【第3図】





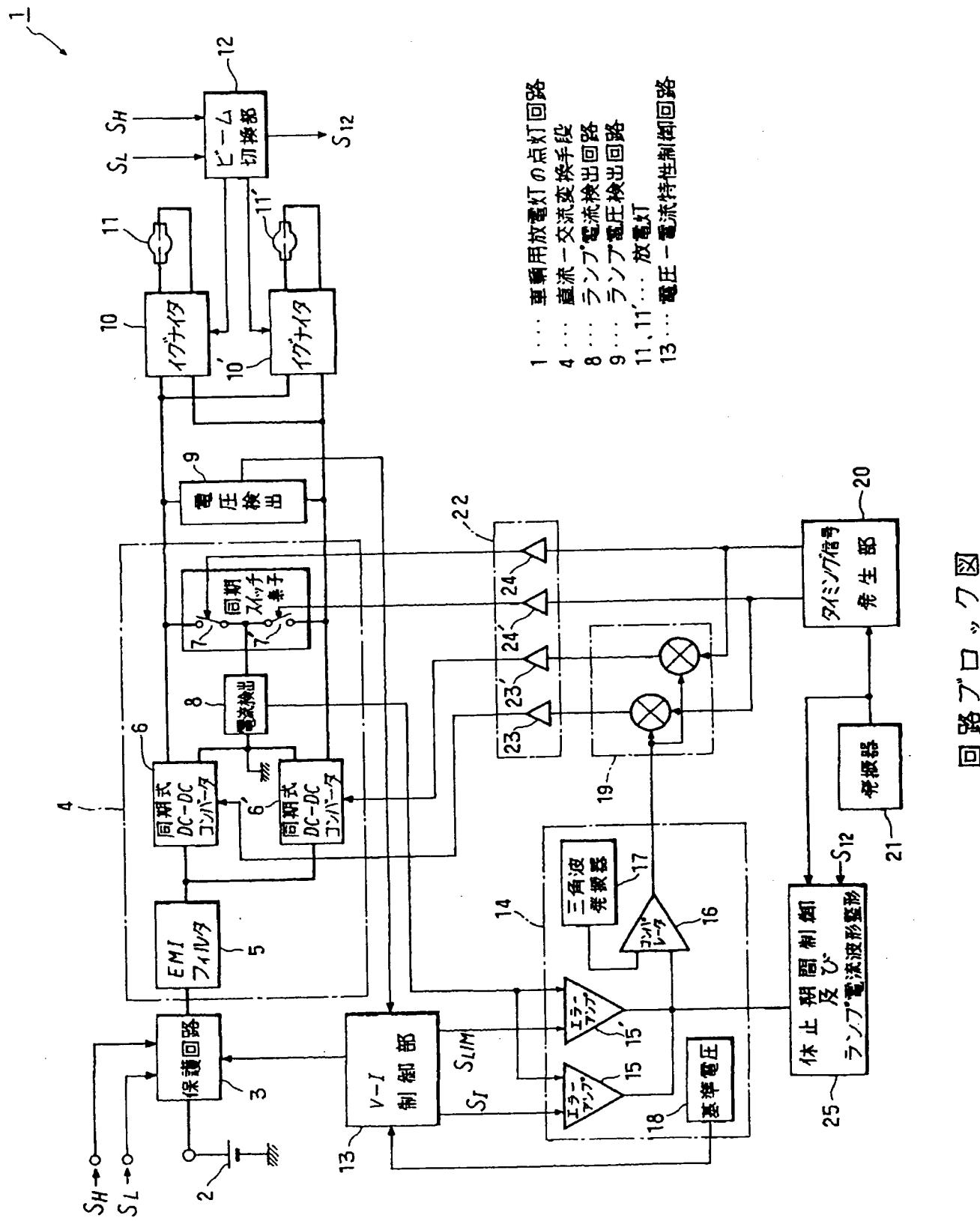
(C)



(D)

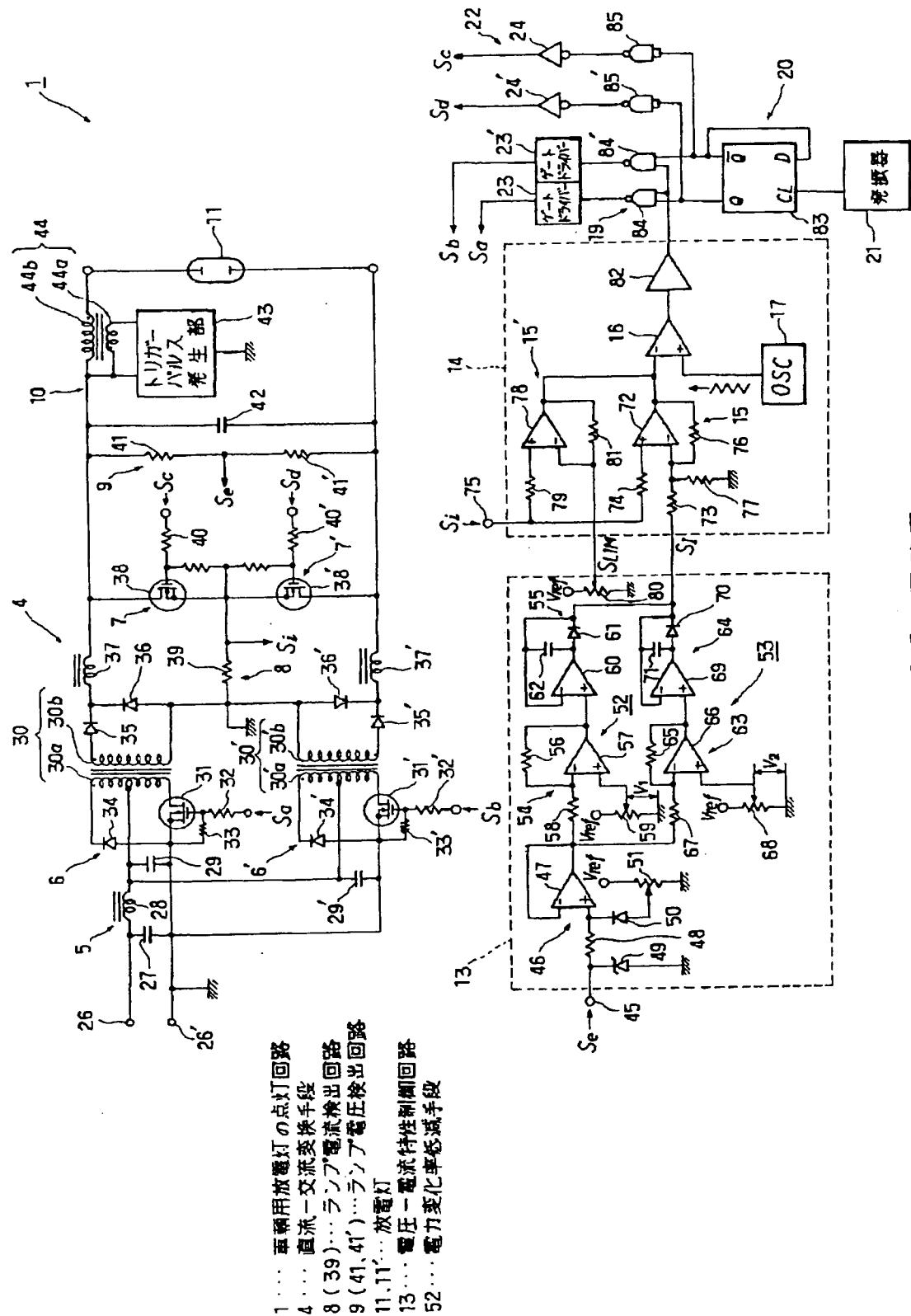
グラフ図
(設計手順の一例)

[第4図]

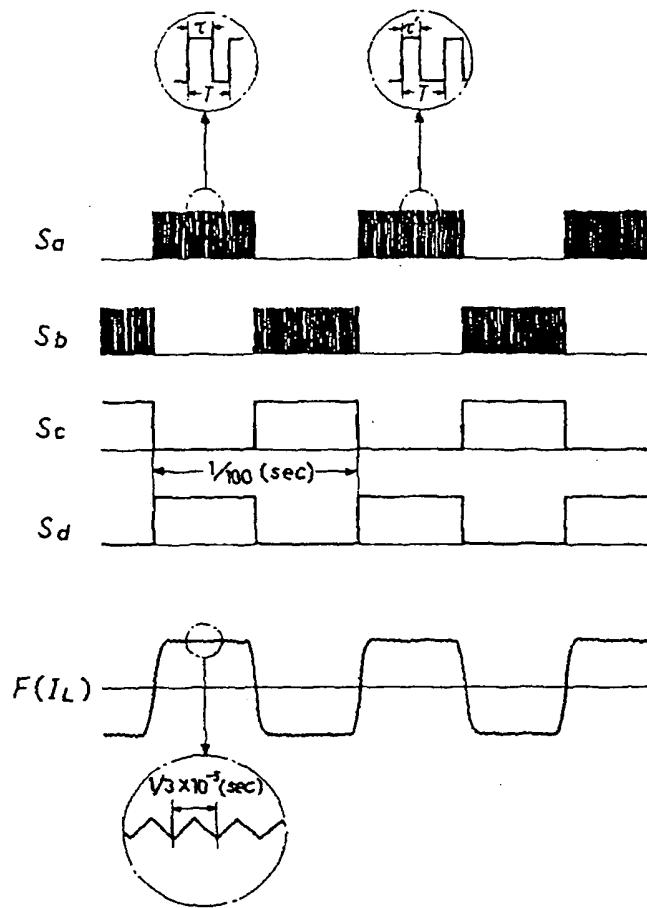


回路ブロック図

〔第5図〕

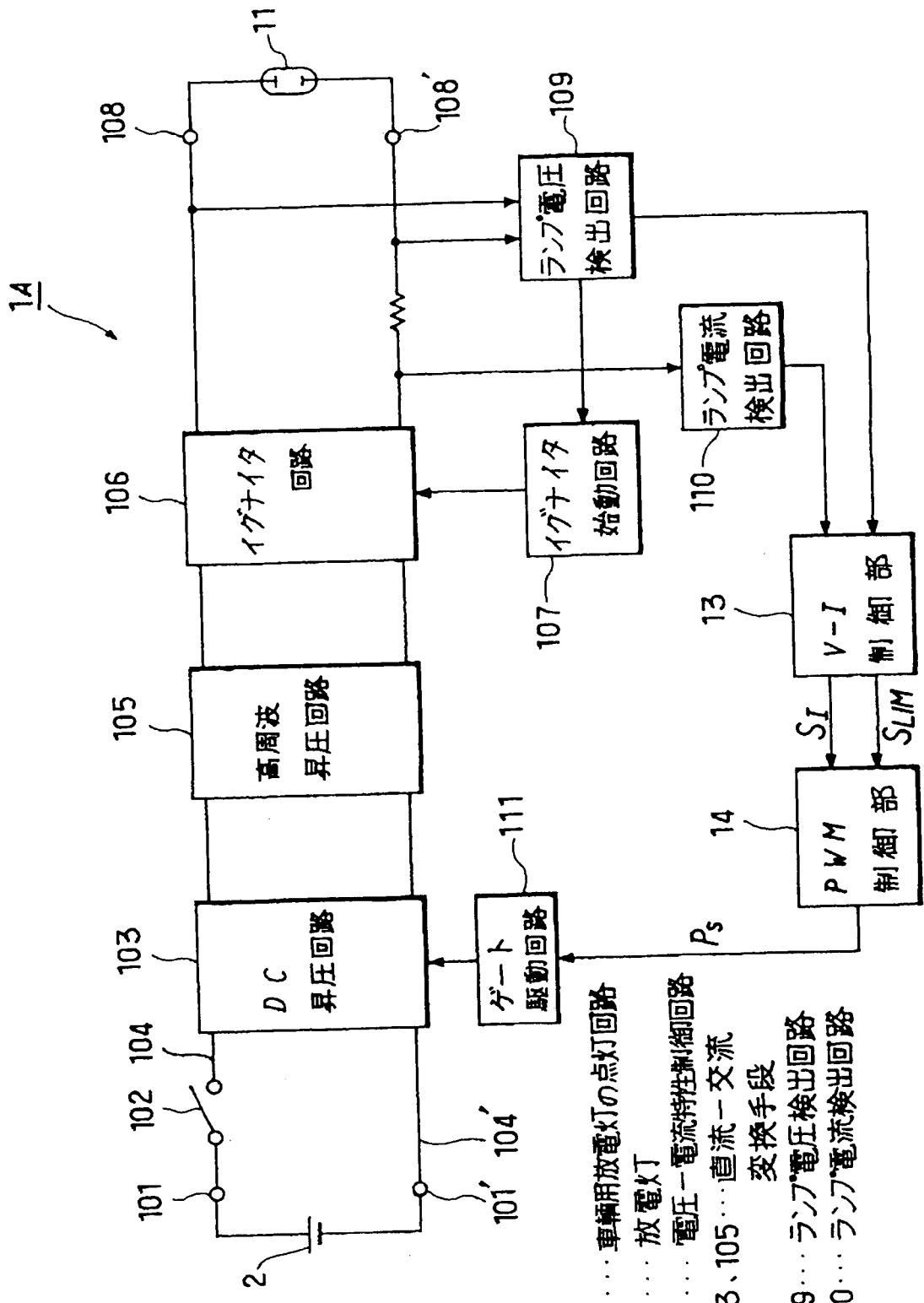


【第6図】



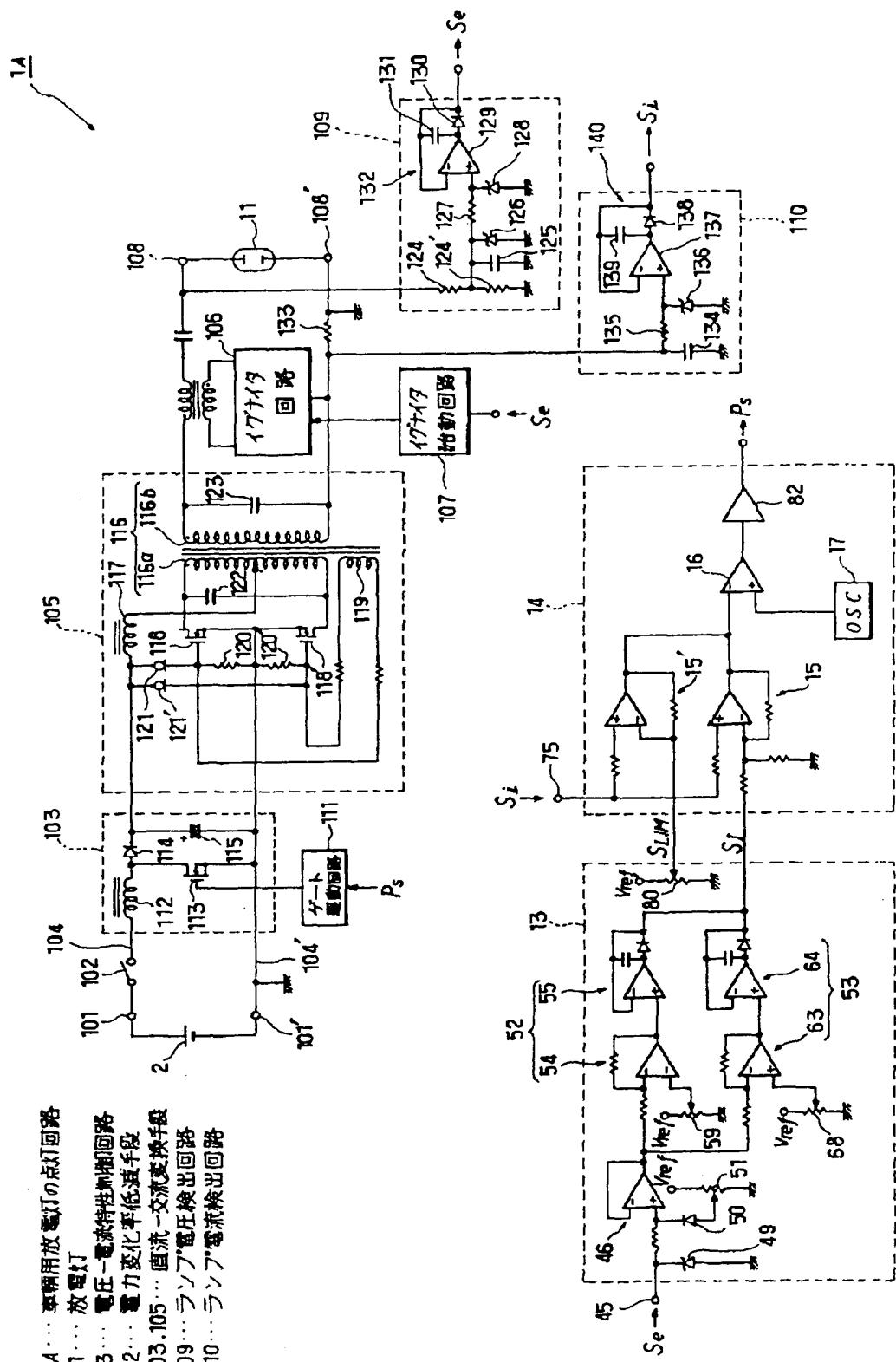
概略波形図

〔第7図〕



回路ブロッケ図(第2の実施例)

【第 8 図】



フロントページの続き

(51) Int.CI. ⁶ H 0 5 B 41/29	識別記号	府内整理番号	F I B 6 0 Q 1/04	技術表示箇所 E
--	------	--------	---------------------	-------------

(56)参考文献

特開	平2-136342 (JP, A)
特開	平2-136343 (JP, A)
特開	平2-215090 (JP, A)
特開	平2-79395 (JP, A)
特開	平2-278695 (JP, A)
特開	平2-174092 (JP, A)
特開	昭52-120582 (JP, A)
特開	昭63-301493 (JP, A)
特開	昭62-259391 (JP, A)
特開	昭64-72494 (JP, A)
特開	昭59-130086 (JP, A)
実開	昭59-45897 (JP, U)
特公	昭62-29877 (JP, B 2)